

Caracterización de Componentes y Balance de Potencia para Radiómetro en Banda W

J. Gutiérrez, K. Zeljami, J.P. Pascual, T. Fernández, A. Tazón

jessica.gutierrez@unican.es, kaoutar.zeljami@unican.es, juanpablo.pascual@unican.es, tomas.fernandez@unican.es,
antonio.tazon@unican.es

Dpto. de Ingeniería de Comunicaciones. Universidad de Cantabria

Abstract- Based on the measurements of several gain and detection W band modules, different topologies of total power radiometer in W band are presented and compared in terms of effective bandwidth and sensitivity. Commercially available MMICs have been on wafer characterized. Measured Data are used in a simulation procedure to emulate in harmonic balance the application of wideband noise. Technological issues of the implementation like interconnections between MMICs and planar lines are addressed.

I. INTRODUCCIÓN

Como ya se ha observado en referencias anteriores [1,2] y comentado en artículos previos [3,4], las bandas milimétricas, submilimétricas y de terahercios, presentan unas características destacables como una gran capacidad de penetrar en materiales no conductores (ropa, papel, cartón y plásticos) con una baja atenuación y una alta resolución en técnicas de “Imaging”. Puesto que se trata de una energía no ionizante, estas bandas no resultarían tan perjudiciales para la salud de los seres humanos como otras.

Estas propiedades hacen interesante el estudio y desarrollo de tecnologías en estas bandas de frecuencias, en concreto, se contemplan dos tipos de sistemas denominados activos y pasivos [2]. Actualmente, nos centramos en el diseño de un radiómetro de potencia total (sistema pasivo), sin descartar la implementación posterior de un radar FMCW (sistema activo).

Continuando con un trabajo anterior [3] en el que se evaluó la viabilidad del concepto de radiómetro de potencia total en la banda W, se han medido en oblea diferentes MMICs comerciales [5] correspondientes a un LNA con 5 etapas, un LNA con 4 etapas y un detector, así como un montaje conjunto del LNA de 4 etapas más el detector. Las medidas en oblea tienen el objeto de verificar los márgenes de cumplimiento de las especificaciones anunciadas por el fabricante, que son para el LNA de 5 etapas una ganancia nominal de 29 dB y una figura de ruido de 3 dB entre 70 GHz y 100 GHz, para el LNA de 4 etapas 20 dB entre 75 y 110 GHz y 3.5 dB de figura de ruido y para el detector una sensibilidad de 15.000 mV/mW a 95 GHz (V1A).

A results de las medidas, se ha considerado como poco fiable el LNA de 5 etapas, con una probable tendencia a oscilar en otras frecuencias a costa de una importante disminución de su ganancia. Además, incluso suponiendo el comportamiento descrito por el fabricante, posee una abrupta limitación en banda de su ganancia. El LNA de 4 etapas

proporciona menor ganancia pero en una banda mayor y más estable, por lo que se considera como topología más adecuada el encadenamiento de dos unidades para proporcionar unos niveles de potencia que entren en la ventana de funcionamiento del detector, teniendo también en cuenta que la falta de planaridad de la respuesta de este último penaliza el ancho de banda efectivo.

La comparación entre un solo LNA y dos consecutivos se ha hecho usando las medidas en oblea como datos para un procedimiento de simulación que se presentó en [3] y que permite estimar el ancho de banda efectivo y calcular el balance de potencia y la sensibilidad.

En principio, se había tomado como referencia de ancho de banda efectivo el valor propuesto en [2] de 4 GHz, centrados a 94 GHz para un radiómetro de tipo Dicke, operando en potencia total, incrementándolo en nuestro caso a un mínimo de 6 GHz para cubrir nuestra banda de interés de 94 GHz a 100 GHz, centrados en 97 GHz. Se ha descartado el añadido de filtros para intentar maximizar el ancho de banda y la sensibilidad. Para el montaje final de los MMICs se requerirá el mecanizado de un canal que garantice una frecuencia de corte de los modos guiados por encima de la banda de frecuencias de trabajo. Ya se ha diseñado y medido una transición de guía de onda WR10 a microstrip. Se presentarán detalles del desarrollo de estas implementaciones y los resultados previstos mediante simulación.

II. MEDIDAS EN OBLEA DE MMICs EN BANDA W

Son muy escasas las tecnologías MMICs accesibles comercialmente que puedan operar en banda W, tanto a nivel de diseñador, como de producto terminado.

Actualmente, disponemos de diversos MMICs comerciales de HRL [5] que operan en esta banda. En concreto, se tienen varias unidades de amplificadores de bajo ruido de 5 etapas (LN5-100) y de 4 etapas (LN4-110), así como detectores a diodo V1A para cumplir nuestro objetivo de conformar un radiómetro de potencia total.

Se han realizado medidas en oblea, tanto de los dos tipos de amplificadores como del detector. En la Fig. 1 se puede ver una imagen del montaje del laboratorio realizado para las medidas de los LNAs, en el que es necesario el empleo de un PNA-X y unas cabezas auxiliares para medir en la banda W, además de una estación de puntas y fuentes de alimentación para polarizar los transistores de los LNAs.

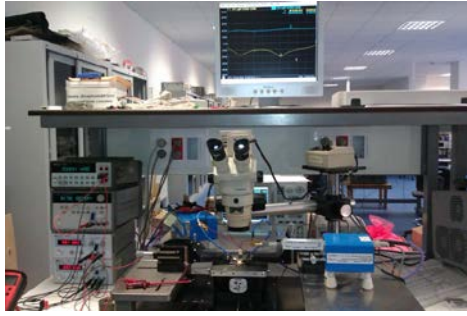


Fig. 1. Set-up del Laboratorio para Medidas en Oblea de los LNAs

En la Fig. 2, se muestran los 4 parámetros S del amplificador de 5 etapas, donde se puede observar que se ha obtenido una ganancia plana pero sólo hasta unos 100GHz (rango de funcionamiento del LN5, que no cubre todo nuestro rango de frecuencias deseado hasta 110GHz), y si observamos el valor de la misma y lo comparamos con los 29 dB de ganancia típica que nos asegura el fabricante, podemos apreciar que hemos conseguido una ganancia inferior a la deseada, lo que se atribuye a una oscilación espuria o bien a una etapa dañada.

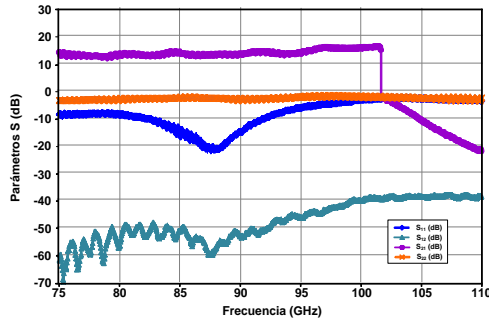


Fig. 2. Parámetros S medidos del LN5-100 de HRL

En cambio, si observamos la Fig. 3 donde se muestran los parámetros S medidos del LNA de 4 etapas, podemos apreciar cómo al igual que en el caso anterior se tiene una ganancia plana, pero en este caso más alta (aproximadamente 20dB) y más similar al valor aportado por el fabricante (24dB de ganancia típica), además de que con éste amplificador sí que conseguimos cubrir toda la banda frecuencial deseada (75-110GHz). Por lo tanto, para el montaje del sistema del radiómetro, nos decantamos por emplear el LNA de 4 etapas que es más estable y más fiable que el LNA de 5 etapas, manteniendo la posibilidad de emplear dos LN4-110 en serie si fuera necesario para obtener una mayor sensibilidad.

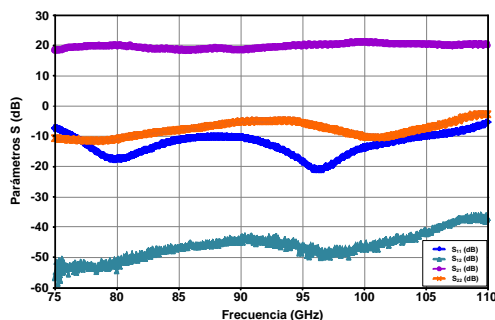


Fig. 3. Parámetros S medidos del LN4-110 de HRL

Por otro lado, se han realizado medidas del detector V1A con el mismo montaje de medida, sin emplear en este caso las fuentes de alimentación para polarizar, puesto que no son

necesarias, y le introducimos una potencia de entrada alrededor de -30dBm, que es la recomendada por el fabricante (datasheet). A partir de la gráfica de la Fig. 4, podemos destacar que el detector es más sensible dentro del rango entre 85-95GHz, presentando mayores valores de tensión a su salida.

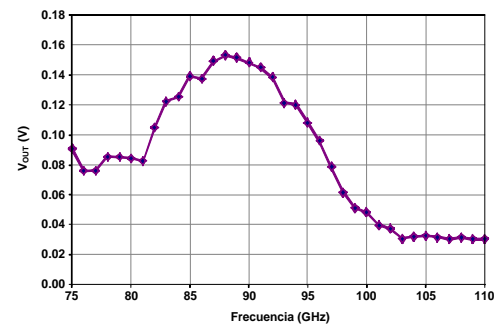


Fig. 4. Respuesta del detector V1A Vout (V) para un barrido en frecuencia a potencia fija

Tras obtener unas respuestas aceptables y valores cercanos a los dados por el fabricante, el siguiente paso dado fue realizar el montaje del LN4 junto con el V1A (Fig. 5), unidos entre ellos mediante hilos de bonding de oro de 17μm de diámetro en estructura coplanar.



Fig. 5. Montaje en Oblea del LN4-110 y el Detector V1A

Para realizar las medidas, tuvimos que tener en cuenta que en la entrada del detector era necesaria una potencia de entrada de -30dBm, por lo que teniendo en cuenta que el LN4 gana alrededor de 20dB, en la entrada del sistema introducimos una potencia aproximada a -50dBm. Los resultados obtenidos se muestran en la Fig. 6. Se puede apreciar cómo funciona con un comportamiento similar al del montaje del detector solo.

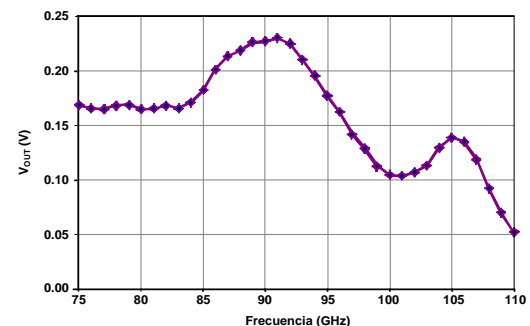


Fig. 6. Respuesta del Montaje LN4-110+V1A, Vout (V) para un barrido en frecuencia a potencia fija.

III. CONFIGURACIONES DEL SISTEMA RECEPTOR EN POTENCIA TOTAL

Las medidas del LN4 y del V1A mostradas en el apartado anterior se han incluido en una simulación realizada en ADS, para estimar el ancho de banda efectivo del sistema del radiómetro de potencia total, así como la sensibilidad del mismo al salto térmico del medio ambiente al cuerpo humano. En esta simulación aún no se han tenido en cuenta las posibles pérdidas introducidas por los efectos del bonding y de la transición guía de onda-microstrip.

Como ya se comentó en [3], en el diseño de un radiómetro es muy relevante determinar el ancho de banda efectivo de ruido, el cuál viene dado por la ecuación (1). Ya que la ganancia no es estrictamente de RF respecto a RF, sino de DC respecto a RF, la ecuación viene dada en términos del voltaje detectado a la salida, cuando se aplica a la entrada un tono a una frecuencia determinada, que se irá barriendo en la banda de interés.

$$BW_{eff} = \Delta f \cdot \left(\frac{N}{N+1} \right) \cdot \frac{\left(\sum_{i=1}^N V_{out}(f_i) - V_{outoff} \right)^2}{\sum_{i=1}^N (V_{out}(f_i) - V_{outoff})^2} \quad (1)$$

En esta expresión se tiene en cuenta el número de tonos del barrido, N, y el incremento de frecuencia entre ellos, Δf , así como el "Offset" de la salida, V_{outoff} .

Se han evaluado varias configuraciones para realizar una comparativa entre ellas y decantarnos por la mejor. En la primera configuración tendríamos un LN4 junto con un detector V1A. En la segunda configuración, por si fuera necesario, se le añade un LN4 en la simulación pero a los resultados del sistema LN4-V1A. Y finalmente, el tercer sistema está compuesto por dos LN4s y el detector V1A pero con las medidas de los tres elementos por separado.

Para evaluar la capacidad de contraste, las simulaciones se han realizado para dos temperaturas diferentes, a 298 K (temperatura ambiente), y a 309 K (temperatura del cuerpo humano). A la densidad espectral de ruido correspondiente a esas temperaturas se le añade la temperatura de ruido del LNA, a partir de la figura de ruido indicada por el fabricante y se estima la potencia en el ancho de banda, para luego aplicarla concentrada en un tono que se barre en la banda y del que se obtiene la respuesta en DC promediada.

Así, en la Tabla 1, se resumen los resultados de las simulaciones con 298 K y 309 K a la entrada.

| Configuración | BW _{eff} (GHz) | P _{in} eq. (dBm) | V _{outDC} (mV) [298K] | V _{outDC} (mV) [309K] |
|------------------|----------------------------|------------------------------|--------------------------------------|--------------------------------------|
| LN4+V1A | 30.48 | -65.55 | 0.9778 | 0.9937 |
| LN4+(LN4+V1A) | 33.90 | -65.09 | 287.73 | 292.41 |
| LN4+LN4+V1A solo | 30.92 | -65.49 | 84.961 | 86.342 |

Tabla 1. Resultados de las simulaciones con T_{in}=298 K y T_{in}=309 K

El segundo parámetro relevante en un radiómetro es su sensibilidad. Así a continuación, se muestra una tabla en términos de sensibilidad incremental del voltaje de salida frente a cambios en la temperatura de entrada. Se muestra también la sensibilidad radiométrica para $\tau = 1$ s. Y atendiendo a los resultados obtenidos, la comparativa

muestra una mayor sensibilidad para la segunda configuración y en segundo lugar, la tercera configuración, por lo que podemos deducir que para construir un buen radiómetro es necesario introducir al menos dos amplificadores LN4. Además, esto es coherente con tener a la entrada del detector un nivel cercano a los -30 dBm.

| Configuración | BW _{eff} (GHz) | Sens. (μ V/K) | Sens. Radiométrica ΔT (mK) |
|------------------|----------------------------|-----------------------|--|
| LN4+V1A | 30.48 | 1.445 | 2.087 |
| LN4+(LN4+V1A) | 33.90 | 425.09 | 1.976 |
| LN4+LN4+V1A solo | 30.92 | 125.545 | 2.067 |

Tabla 2. Resultados de sensibilidad incremental

IV. IMPLEMENTACIÓN Y FUTURAS MEDIDAS DE LOS MMICs EN TRANSICIÓN GUÍA DE ONDA-MICROSTRIP

El siguiente paso para la construcción del sistema del radiómetro de potencia total, es el montaje de los MMICs en el interior de una doble transición guía de onda-microstrip.

Para ello, partimos de una transición back-to-back ya diseñada, fabricada y medida en el laboratorio del Departamento [4]. A esta doble transición guía de onda-microstrip, le hemos realizado los cambios oportunos para poder albergar en su interior tanto al LN4-110 como a los elementos (condensadores y resistencias) que conforman las redes de polarización de los transistores que lo componen.

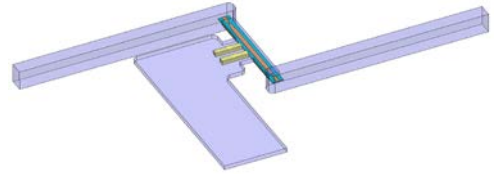


Fig. 7. Rediseño de la Transición Back-to-Back para medir el LN4-110

Así, el diseño que hemos realizado con el mismo simulador electromagnético empleado para el diseño de la transición previa, es el que se muestra en la Fig. 7. La validación de la estructura se hace con una línea microstrip adaptada. El parámetro más crítico en esta adaptación de la doble transición, ha sido el ancho de la apertura realizada en la mitad de la longitud de la cavidad en corte, ya que daba problemas de posibles resonancias, y para evitar este inconveniente y reducir el ancho eficaz de la misma, se han hecho 3 canales de menor tamaño [6], adaptados para las dimensiones de los elementos concentrados que se incluirán en las redes de polarización. Los parámetros S de la simulación son los que se muestran en la Fig. 8.

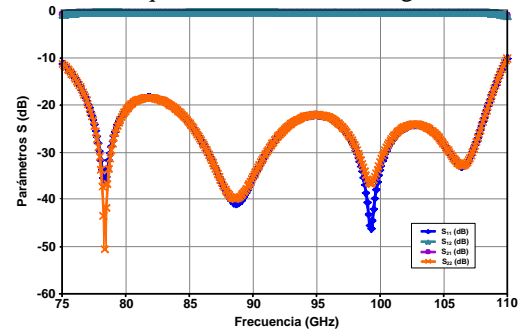


Fig. 8. Parámetros S simulados de la Transición Back-to Back adaptada

Como se observa en la gráfica, los resultados obtenidos son muy similares a la transición back-to-back original [4] y bien adaptada en todo el rango frecuencial deseado.

Para el sistema de radiómetro de potencia total, es necesario añadir a la cadena de amplificadores LNA el detector que será el que nos proporcione la salida en DC. Así, en futuros montajes del sistema tendremos una transición back-to-back adaptada para situar en ella un LN4-110 con su correspondiente canal para la red de polarización, y en otra transición colocaremos otro LNA, sus polarizaciones y seguido a este amplificador un detector V1A. De esta forma, podremos comparar los resultados de sensibilidad del radiómetro teniendo en el sistema un único LNA o dos en serie tal y como mostramos en las simulaciones del apartado III. Actualmente estamos trabajando en el rediseño de una transición guía de onda-microstrip con salida sea en DC, que tenga la dimensión necesaria para albergar el LN4 y el V1A.

V. COMPENSACIÓN DEL CONEXIONADO PARA EL MONTAJE DE LOS MMICS EN LA TRANSICIÓN BACK-TO-BACK

La transición back-to-back es diseñada y simulada con una línea microstrip de 50Ω como conexión entre ambas transiciones, pero en realidad, además de esta línea microstrip, tendremos el monolítico deseado para medir. En el diseño y simulación, el monolítico no se tiene en cuenta ni se incluye, ya que los simuladores electromagnéticos únicamente permiten simular circuitos pasivos. Por este motivo, en las simulaciones se supone una transición coplanar-microstrip (tipo Jmicro) adaptada a 50Ω , puesto que los monolíticos a medir presentan sus entradas/salidas en tecnología coplanar.

Para unir las líneas microstrip al monolítico en el montaje, se emplearán hilos de bonding de oro, y por lo tanto, es interesante poder cuantificar las posibles pérdidas y desadaptaciones que pueden producir estas conexiones. Por ello, en este apartado, mostraremos el estudio y análisis de las diversas posibilidades que se tienen actualmente para realizarlo, mostrando una comparativa de los parámetros S obtenidos en la simulación para los cuatro casos.

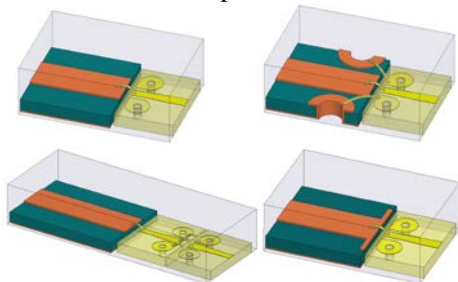


Fig. 9. Diversas opciones para conexionado de los monolíticos

Así, en la Fig. 9, podemos ver cuatro tipos de conexiones entre la línea microstrip de la transición y el monolítico. En primer lugar (imagen superior izquierda), tenemos la opción de realizar la conexión entre ambos con un único hilo de bonding entre la línea microstrip y el conductor central del monolítico. En segundo lugar (imagen superior derecha), tenemos la opción de conectar la línea microstrip con el monolítico empleando “vías” de fabricación propia en el sustrato de la transición y uniando, tanto los conductores centrales como las masas de ambos circuitos. Como tercera opción (imagen inferior izquierda), se tiene la conexión entre ambos elementos empleando para ello transiciones coplanar-microstrip comerciales ProbePoint™ 0503 [7], uniando la parte microstrip junto a la línea microstrip y la parte coplanar a la entrada del monolítico. Finalmente, como cuarta opción

(imagen inferior derecha) cabe destacar la posibilidad de compensar el efecto parásito del hilo de bonding en el diseño de la parte microstrip ensanchando una determinada longitud el tramo de línea de 50Ω .

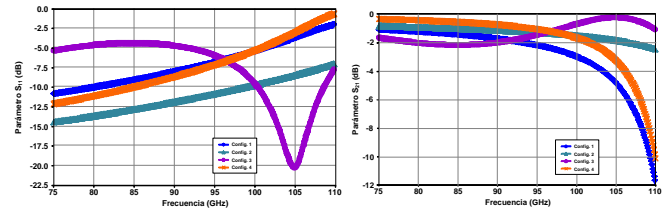


Fig. 10. Comparativa de los parámetros S de las 4 configuraciones posibles

Como se puede observar en las gráficas superiores, la Configuración 2 sería la mejor solución para el conexionado, atendiendo sobre todo a las pérdidas en comparación con el resto de las configuraciones, siendo también su adaptación buena en toda la banda. Por lo tanto, realizaremos unos “vías” a medida en el sustrato de la transición y así tendremos una conexión transición-MMIC coplanar.

VI. CONCLUSIONES

Se han presentado las medidas en oblea de los amplificadores de bajo ruido comerciales LN5-100 y LN4-110, mostrando sus parámetros S, así como la sensibilidad del detector V1A, y la sensibilidad como sistema del radiómetro de potencia total constituido por el LN4 seguido del V1A. A continuación, se han presentado las simulaciones de tres configuraciones diferentes, que nos permiten estimar el ancho de banda efectivo y calcular el balance de potencia y la sensibilidad. Por otra parte, se ha mostrado el rediseño de una doble transición guía de onda-microstrip para situar en su interior al LN4 junto con sus redes de polarización. Finalmente, se ha mostrado una comparativa entre diversas opciones del conexionado entre la línea microstrip de la transición y el propio monolítico a medir, resultando más viable y con mejores resultados, a falta de verificación práctica, la conexión entre ambos empleando “vías” en el sustrato de la transición que permite realizar una conexión coplanar entre ésta y el MMIC mediante bonding.

AGRADECIMIENTOS

Los autores agradecen la financiación recibida del Ministerio de Ciencia y Economía así como de fondos FEDER a través de los proyectos CONSOLIDER CSD2008-00068, TEC2011-29126-C03-01 y TEC2011-29264-C03-01, dentro de los cuales se han obtenido y desarrollado todos los resultados que se presentan en este artículo.

REFERENCIAS

- [1] S. Oka, H. Togo, N. Kukutsu, and T. Nagatsuma, *Latest Trends in Millimeter-Wave Imaging Technology*, Progress In Electromagnetics Research Letters, Vol. 1, 197–204, 2008.
- [2] H. Essen, H. Fuchs, M. H'agelen, S. Stanko, D. N'otel, S. Erukulla, J. Huck, M. Schlechtweg and A. Tessmann, *Concealed Weapon Detection with Active and Passive Millimeterwave Sensors, Two Approaches*. http://duepublico.uni-duisburg-essen.de/servlets/DocumentServlet/Document-14694/Final_Papers/GM0004-F.pdf
- [3] J. Gutiérrez, J.P. Pascual, T. Fernández, P. de Paco, A. Tazón, J. Parrón, O. Menéndez. *Configuraciones para Radiómetro de Potencia Total en Banda W*. URSI 2010. Bilbao
- [4] J. Gutiérrez, K. Zeljami, T. Fernández, J.P. Pascual, A. Tazón, A. Mediavilla, S. Pana. *Transición Guía de Onda-Microstrip en Banda W*. URSI 2011. Leganés
- [5] <http://www.hrl.com/capabilities/mmics/index.html>
- [6] Morgan, M. A. Marzo 2003. Millimetre-Wave MMICs and Applications, PhD Thesis, California, pp. 126-129
- [7] <http://www.jmicrotechnology.com/PP05.pdf>